

S PN=DE 3786913

S2 1 PN=DE 3786913

?

T S2/5

**2/5/1 (Item 1 from file: 351)**

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI

(c) 2005 Thomson Derwent. All rts. reserv.

007602493

WPI Acc No: 1988-236425/198834

XRPX Acc No: N88-179657

**Three resonator parasitically coupled microstrip antenna array element -  
has driven element resonating at frequency higher than resonant  
frequencies of two passive elements**

Patent Assignee: BALL CORP (BALP )

Inventor: MCKENNA D B; PETT T A

Number of Countries: 016 Number of Patents: 006

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
EP 279050	A	19880824	EP 87118353	A	19871210	198834 B
JP 63189002	A	19880804	JP 87330299	A	19871228	198837
US 4835538	A	19890530	US 873642	A	19870115	198926
CA 1287917	C	19910820			199138	
EP 279050	B1	19930804	EP 87118353	A	19871210	199331
DE 3786913	G	19930909	DE 3786913	A	19871210	199337
			EP 87118353	A	19871210	

Priority Applications (No Type Date): US 873642 A 19870115

Cited Patents: No-citns.; 1.Jnl.Ref; EP 105103; EP 207029; US 4070676; US  
4218682; US 4329689; US 4401988

Patent Details:

Patent No Kind Lan Pg Main IPC Filing Notes

EP 279050 A E 20

Designated States (Regional): AT BE CH DE ES FR GB GR IT LI LU NL SE

US 4835538 A 17

EP 279050 B1 E 21 H01Q-009/04

Designated States (Regional): AT BE CH DE ES FR GB GR IT LI LU NL SE

DE 3786913 G H01Q-009/04 Based on patent EP 279050

Abstract (Basic): EP 279050 A

The antenna has an inverted stacked array of elements with a lower driven elements (104) directly connected to a transmission line connector. Passive elements are stacked above the driven element and separated from the driven element and from one another by dielectric layers (112,114). The dimensions, spacings and quality factors of the elements are chosen so that at least one and possibly two elements are resonant at any given frequency within a desired frequency operating range.

The dimensions of the elements are chosen to produce a two to one VSWR bandwidth of at least 20 per cent.

USE/ADVANTAGE - Broad bandwidth at relatively low VSWR in compact, rugged package. Transmission and reception of RF signals.

4/14

Title Terms: THREE; RESONANCE; PARASITIC; COUPLE; MICROSTRIP; ANTENNA;  
ARRAY; ELEMENT; DRIVE; ELEMENT; RESONANCE; FREQUENCY; HIGH; RESONANCE;  
FREQUENCY; TWO; PASSIVE; ELEMENT

Derwent Class: W02

International Patent Class (Main): H01Q-009/04

International Patent Class (Additional): H01Q-001/38; H01Q-013/08;  
H01Q-019/28

File Segment: EPI

?



①⑨ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Übersetzung der  
europäischen Patentschrift

⑤① Int. Cl.<sup>5</sup>:  
H01 Q 9/04

⑧⑦ EP 0 279 050 B1

⑩ DE 37 86 913 T 2

②① Deutsches Aktenzeichen:	37 86 913.2
③⑥ Europäisches Aktenzeichen:	87 118 353.9
③⑥ Europäischer Anmeldetag:	10. 12. 87
③⑦ Erstveröffentlichung durch das EPA:	24. 8. 88
③⑦ Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	4. 8. 93
④⑦ Veröffentlichungstag im Patentblatt:	10. 3. 94

DE 37 86 913 T 2

③① Unionspriorität: ③② ③③ ③①

15.01.87 US 3642

⑦③ Patentinhaber:

Ball Corp., Muncie, Ind., US

⑦④ Vertreter:

Wagner, K., Dipl.-Ing.; Geyer, U., Dipl.-Phys.  
Dr.rer.nat., Pat.-Anwälte, 80538 München

⑧④ Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, CH, DE, ES, FR, GB, GR, IT, LI, LU, NL, SE

⑦② Erfinder:

McKenna, Daniel B., Broomfield Colorado 80020, US;  
Pett, Todd Allen, Longmont Colorado 80501, US

⑤④ Antennenelement bestehend aus drei parasitär gekoppelten Streifenleitern.

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 37 86 913 T 2

Drei-Resonatoren oder Schwinger aufweisendes parasitär  
gekoppeltes Mikrostripantennenanordnungselement

5

Gebiet der Erfindung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich im allgemeinen auf  
Mikrostripantennen zum Übertragen und/oder Empfangen von  
10 HF-Signalen und insbesondere auf Techniken zum Verbrei-  
tern und Optimieren der Mikrostripantennenbandbreite.  
Noch spezieller bezieht sich die vorliegende Erfindung  
auf Breitband-Mikrostrip-Antennen mit gestapelten oder  
geschichteten passiven und angetriebenen oder gespeisten  
15 Elementen.

Hintergrund der Erfindung

Mikrostripantennen vieler Bauarten sind in der Technik  
20 bekannt. Kurz beschrieben, weisen Mikrostripantennen-  
strahler resonant dimensionierte leitende Oberflächen  
auf, die weniger als ungefähr ein Zehntel einer Wel-  
lenlänge über einer ausgedehnten Erdungs- oder Massen-  
ebene angeordnet sind. Die Strahler- oder Abstrahlele-  
25 mente können über der Masseebene durch eine dazwischen-  
liegende dielektrische Lage oder Schicht oder durch ge-  
eignete mechanische Abstandshalter oder ähnliches beab-  
standet sein. Bei einigen Formen (insbesondere bei höhe-  
ren Frequenzen wie zum Beispiel UHF) sind die Mikrostrip-  
30 strahler und die verbindenden Mikrostrip-HF-Speiselei-  
tungsstrukturen durch photochemische Ätztechniken gebil-  
det (wie die, die verwendet werden, um gedruckte Schal-  
tungen zu bilden), und zwar auf einer Seite eines doppelt  
beschichteten dielektrischen Flächenelements, wobei die  
35 andere Seite des Flächenelements mindestens einen Teil

der darunterliegenden Masseebene oder leitenden Bezugsoberfläche vorsieht.

Mikrostripstrahler vieler Bauarten sind sehr populär geworden infolge mehrerer wünschenswerter elektrischer und mechanischer Charakteristiken oder Eigenschaften. Mikrostripstrahler neigen jedoch natürlicher Weise dazu, daß sie eine relativ geringe Bandbreite besitzen (zum Beispiel in der Größenordnung von 2-5% oder so). Diese natürliche Charakteristik stellt manchmal einen erheblichen Nachteil und eine Entmutigung für die Verwendung von Mikrostripantennensystemen dar.

Zum Beispiel gibt es eine erhebliche Nachfrage für Antennen, in dem L-Bandfrequenzbereich, der sowohl die Frequenzen L1 (1575 MHz) als auch L2 (1227 MHz) von globalen Positioniersatelliten (GPS) abdeckt. Es könnte auch wünschenswert sein, die L3-Frequenz (1381 MHz) zu umfassen, um dem System zu ermöglichen, in entweder einem globalen Antennensystem (GAS) oder in G/AIT IONDS-Programm verwendet zu werden. Es sei bemerkt, daß, wenn ein einzelnes Antennensystem beide Bänder L1 und L2 abdecken soll, daß die benötigte Bandbreite sich in der Größenordnung von mindestens 25% befindet muß (zum Beispiel  $\Delta F$  geteilt durch die Mittelpunktfrequenz).

Obwohl mikrostripstrahlende Elemente viele Charakteristiken besitzen (zum Beispiel physikalische Unempfindlichkeit, geringe Kosten und eine geringe Größe), die sie attraktiv machen zur Verwendung in einer solchen mittleren Bandbreitensituation, besitzen die erhältlichen Betriebsbandbreiten für einen gegebenen Mikrostripantennenstrahler typischerweise viel weniger als 25% - sogar wenn ihre Bandbreite verbreitert wurde durch die Verwendung von Techniken des Standes der Technik.

Unterschiedliche Regeln zum Verbreitern der Bandbreite einer Mikrostripantennenanordnung sind bekannt. Zum Beispiel zeigt die europäische Anmeldung mit der Serien-Nr. 87107030.6 der Anmelderin eine Mikrostripantenne, deren

5 Bandbreite verbreitert oder vergrößert wurde durch das Optimieren der induktiven und kapazitiven Reaktanzen oder Blindwiderstände der Antennenspeiseleitung.

Vorhergehende Versuche zum Erzeugen eines Breitband-Mikrostrip-Antennenanordnungselementes folgten im allgemeinen zwei Grundannäherungen: (1) die ein dickes Substrat aufweisende Mikrostrippatch bzw. Fläche; und (2) der einzelne kapazitiv-gekoppelte Schwingungs- oder Resonatorstrahler.

15 Der ein dickes Substrat aufweisende Mikrostrippatch 10 (gezeigt im Stand der Technik der Fig. 1) umfaßt ein relativ dickes dielektrisches Substrat 12, das die Masseebene 14 der Fläche von der abstrahlenden Fläche 16 (und

20 somit einen Raum mit einer relativ großen Dimension zwischen den zwei Flächen definiert) trennt. Eine koaxiale Speiseleitungsverbindung 18 hat ihren Erdleiter mit der Masseebenenfläche 14 verbunden und besitzt ihren Mittelleiter mit dem Flächenspeisestift oder -stiften 20 verbunden.

25 Der Speisestift oder die -stifte 20 gehen durch das Substrat 12 und leiten HF zwischen der Verbindung 18 und der abstrahlenden Fläche 16.

Die ein dickes Substrat aufweisende Fläche, die in Fig. 1

30 gezeigt ist, besitzt eine praktische maximale Bandbreite von 12%-15% mit einem 2,0:1 VSWR (VSWR gleich voltage standing wave ratio = Welligkeitsfaktor bzw. Stehenwellenverhältnis). Um diese Bandbreitenleistung zu erreichen, werden jedoch zwei Speisestifte 20a und 20b

35 benötigt, um das Auslösen der überkreuz polarisierten Komponente sicherzustellen und die Abstrahleffizienz zu

maximieren. Das Einschließen dieser Speisestifte 20 (und der benötigten assoziierten Phasenschaltung 22) beschränkt stark die praktische Verwendung des ein dickes Substrat aufweisenden Flächendesigns in Antennenanordnungen, da der Herstellungsprozeß kompliziert ist und die strukturelle Festigkeit und Verlässlichkeit beeinträchtigt sind.

Die Bedeutung von Verlässlichkeit und Herstellungskosten machen die Verwendung von Speisedurchleitungen, die notwendig sind, für ein dickes Substrat aufweisende Elemente mindestens bei Antennenstrukturen, die in der Massenherstellung hergestellt werden und/oder in harschen Umgebungsbedingungen oder kritischen Anwendungen verwendet werden, unmöglich. Ein dual linearer oder kreisförmig polarisierter Betrieb des ein dickes Substrat aufweisenden Elements verstärkt diese Kosten und Verlässlichkeitsprobleme, da ein orthogonales Paar von Speiseverbindungen benötigt werden - was eine Gesamtzahl von vier Speisestiften pro Fläche zur Folge hat.

Das einzelne kapazitiv gekoppelte Element 30, das als Stand der Technik in Fig. 2 gezeigt ist, eliminiert die Notwendigkeit direkter Speisedurchführungsverbindungen. Die angetriebene oder gespeiste Fläche 32 wird durch die Mikrostripschaltung (nicht gezeigt) gespeist, die auf dem Antriebs- oder Speisesubstrat 34 gedruckt ist und die direkt mit der gespeisten Fläche verbunden ist. Energie, die durch die gespeiste Fläche 32 abgestrahlt wird, erregt ein parasitäres Element 36, das von der gespeisten Fläche durch ein aus Schaum bestehenden dielektrischen Abstandshalter 38 getrennt ist. Das parasitäre Element 36 und die gespeiste Fläche 32 besitzen etwas unterschiedliche Resonanzfrequenzen - was einen Bandbreitenverbreiterungseffekt zur Folge hat.

Die in Fig. 2 gezeigte Struktur, die eine Bandbreite besitzt, die vergleichbar ist mit der in Fig. 1 gezeigten Struktur, ist sehr leicht herzustellen (zum Beispiel können die drei Lagen zusammen laminiert werden) und sie  
 5 kann auch leicht angepaßt werden an sich variierende Polarisationsanforderungen. Unglücklicherweise ist die maximale Bandbreite der in Fig. 2 gezeigten Struktur nur ungefähr 14% bei 2:1 VSWR. Während diese Bandbreite ausreichend ist für bestimmte Anwendungen werden oft größere  
 10 Bandbreiten benötigt.

Es ist möglich, die Bandbreite der in Fig. 2 gezeigten Struktur auf ungefähr 18% Bandbreite zu erhöhen durch Vorsehen von 1/2 Wellenlängenanpassungsstummeln oder -an-  
 15 satz. Unglücklicherweise nimmt die Anpassungsschaltung einen wesentlichen Teil des Substratraums ein, was die Größe der Antennenstruktur erhöht. Darüber hinaus wurde das Durchschnitts VSWR einer solchen Struktur berechnet und experimentell bestätigt, daß es auf 1,9:1 liegt - was  
 20 zu hoch ist für die Ausgangsstufen vieler HF-Sendeempfänger und auch eine Ineffizienz infolge exzessiver Übertragungsleitungs-Rückkehrverluste zur Folge hat.

Einige nicht vollständige Beispiele von Techniken des  
 25 Standes der Technik zum Erreichen einer verbreiteten Bandbreitenmikrostripantenne sind durch die folgenden US-Patente dargestellt:

US-Patent Re 29,911 - Munson et al (1979)  
 30 US-Patent 4 070 676 - Sanford (1978)  
 US-Patent 4 180 817 - Sanford (1979)  
 US-Patent 4 131 893 - Munson et al (1978)  
 US-Patent 4 160 976 - Conroy (1979)  
 US-Patent 4 259 670 - Schiavone (1981)  
 35 US-Patent 4 320 401 - Schiavone (1982)  
 US-Patent 4 329 689 - Yee (1982)



US-Patent 4 401 988 - Kaloi (1983)  
 US-Patent 4 445 122 - Pues (1984)  
 US-Patent 4 477 813 - Weiss (1984)  
 US-Patent 4 529 987 - Bhartia et al (1985).

5

Siehe auch Sanford "Advanced Microstrip Antenna Developments", Band 1, Technology Studies for Aircraft Phased Arrays. Bericht Nr. FAA-FM-80-11-Vol-1; TSC-FAA-80-15-Vol-1 (Juni 1981).

10

Wie oben in einigen der genannten Schriften des Standes der Technik genannt -- insbesondere in dem US-Patent Nr. 4 070 676 von Sanford -- kann die typische 2-5%ige natürliche Bandbreite eines Mikrostripstrahlers erhöht werden durch das Stapeln mehrerer Strahler unterschiedlicher Größen über der Massenebene, und zwar parallel zueinander und parallel zu der Masseebene. In einem in dem Sanford-Patent gezeigten Ausführungsbeispiel (und gezeigt in dem Stand der Technik gemäß Fig. 3 der vorliegenden Erfindung) sind Elemente 40, 42 unterschiedlicher Größen beabstandet von der Massenebenenoberfläche 44 (und voneinander) durch Lagen oder Schichten eines dielektrischen Materials 46, 48. Das größte Element 40 ist am nächsten zur Massenebene angeordnet, wobei sukzessiv kleiner werdende Elemente in der Reihenfolge ihrer Resonanzfrequenzen gestapelt werden.

Das oberste der Sanford-Element (42) wird mit einer herkömmlichen Mikrostripspeiseleitung 50 gespeist, während das Element 40, das zwischen dem obersten Element und der Masseebene angeordnet ist, passiv bleibt. Gemeinsames Koppeln von Energie zwischen den resonanten und nicht resonanten Elementen bewirken, daß die parasitären Elemente als Verlängerungen oder Ausdehnungen der Masseebene und/oder HF-Speisemittel dienen. Der sich daraus ergebende kompakte mehrfach resonante Strahler besitzt eine

potentiell große Anzahl von mehrfachen Resonanzen mit einer sehr geringen Effizienzverschlechterung oder Veränderung im Strahlungsmuster.

- 5 Andere haben auch gestapelte Mikrostripantennenstrukturen entworfen. Zum Beispiel zeigt das Kaloi-Patent eine gekoppelte mehrlagige Mikrostripantenne mit oberen und unteren Elemente, die auf dieselbe Frequenz eingestellt sind in einem Versuch, eine verbesserte Abstrahlung an  
10 Winkeln näher zur Masseebene vorzusehen.

- Das Yee-Patent zeigt eine Breitband gestapelte Antennenstruktur mit drei scheibenförmigen Elementen, die oberhalb einer Masseebene gestapelt sind, um die Größe zu  
15 verringern. Ein Koaxialkabelmittleiter ist elektrisch mit der oberen leitenden Ebene verbunden. Yee sieht auch Öffnungen durch die Zwischenelemente vor (angeblich um die Kopplung von Energie zwischen den gestapelten Elementen zu erhöhen). Das Yee-Patent beansprucht, daß die  
20 Bandbreite dieser Struktur "mindestens so groß wie 6% und möglicherweise höher bis zu 10%" ist. Es sei bemerkt, daß diese Bandbreite für viele Anwendungen ungenügend ist.

- Es wäre sehr wünschenswert, ein unempfindliches, effizientes oder wirtschaftliches, leicht herzustellendes, Breitband, dual linear polarisiertes, Mikrostripantennenanordnungselement zu erzeugen, daß keine separate Impedanzanpassungsschaltung oder Speisedurchführungsverbindungen zwischen den Lagen benötigt und trotzdem  
25 eine 2,0:1 VSWR Bandbreite von mindestens 18% vorsieht.  
30

#### Die Erfindung

- Die vorliegende Erfindung sieht eine Antenne gemäß Anspruch 1 vor. Bevorzugte Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Unteransprüchen gezeigt.  
35

Die vorliegende Erfindung sieht ein Kompositstrukturantennenelement vor, das gestapelte Strahler umfaßt, die auf geringe Verluste aufweisende Mikrowellensubstrate ge-  
5 ätzt sein können. Breitbandimpedanz und Strahlungs-  
charakteristiken werden erhalten durch die Verwendung von drei oder mehreren Mikrostripflächenelementen, die individuelle Resonanzen besitzen, die leicht voneinander versetzt sind. Die Substratdicke und die Strahlungsreso-  
10 nanzen sind so ausgewählt, daß sie eine Durchschnittseingangs VSWR von 1,4:1 bis 2,0:1 (18% Bandbreite bis 25% Bandbreite) vorsehen.

Die Antennenstruktur, die durch die Erfindung vorgesehen  
15 ist, ist leicht herzustellen, benötigt keine Speisedurchführverbindungen, ist sehr effizient, kann leicht auf variierende Polarisationsanforderungen angepaßt werden und kann auch eine Leistungsteilerschaltung besitzen, die direkt auf einer der Flächenlagen angeordnet ist. Die  
20 Antennenstruktur, die durch die vorliegende Erfindung vorgesehen ist, ist somit ideal für zahlreiche Anordnungsanwendungen.

Einige der herausragenden Eigenschaften der Antennenstruktur der vorliegenden Erfindung umfassen folgendes:  
25

Einen umgekehrten Stapel von Strahler oder Abstrahlelementen, in dem das angetriebene oder gespeiste Element am Boden des Stapels gerade über der  
30 Masseebene angeordnet ist.

Abstrahlelemente mit sich überlappenden Resonanzen.

Abstände zwischen und Dimensionen von Abstrahlelementen, die durch empirische und experimentelle  
35

Techniken ausgewählt sind, um eine hohe Bandbreite vorzusehen.

5 Gespeiste und passive Elemente, die effektiv in Serie geschaltet sind durch kapazitives Koppeln.

Passive Elemente, die effektiv parallel geschaltet sind durch kapazitives Koppeln.

10 Eine oberste Antennenabdecklage zum Schützen der Antennenstruktur vor der Umgebung.

Eine leichte und günstige Herstellung und Massenproduktion.

15 Nur das unterste Element ist gespeist -- so daß keine Speisedurchführverbindungen oder spezielle Anpassungsschaltungen benötigt werden.

20 Das kleinste Element ist das unterste zum Vorsehen von Raum für zusätzliche HF-Schaltung auf demselben Substrat.

25 Es ist leicht anpaßbar an variierende Polarisationsanforderungen.

Es ist sehr produzierbar.

Es ist sehr effizient oder wirtschaftlich.

30 Es ist ideal für Anordnungen.

Eine in der Bandbreite verbreitete Mikrostripantenne, die durch die vorliegende Erfindung vorgesehen ist, umfaßt  
35 eine leitende Bezugsoberfläche und ein gespeistes leitendes HF-Abstrahlelement, das typischerweise weniger als

ein bis ein Zehntel der Wellenlänge über der Bezugsebene beabstandet ist. Eine leitende HF-Speiseleitung ist mit dem gespeisten Element verbunden. Ein passives leitendes HF-Abstrahlelement ist beabstandet oberhalb und kapazitiv  
5 gekoppelt mit dem gespeisten Element.

Der Abstand zwischen den gespeisten und passiven Elementen, der Abstand zwischen dem gespeisten Element und der Bezugsoberfläche und die Dimensionen der gespeisten  
10 und passiven Elemente sind alle so ausgewählt, daß sie eine 2:1-VSWR-Bandbreite von mindestens 20% vorsehen. Bandbreiten von bis zu 30% wurden erreicht für Antennenstrukturen gemäß der vorliegenden Erfindung mit einem maximalen VSWR von 2:1 (dickere Substrate mit geringeren  
15 dielektrischen Konstanten erzeugen sogar noch größere Bandbreiten).

Das gespeiste Element kann mit einer Frequenz resonieren, die geringer ist als die Resonanzfrequenz des passiven  
20 Elements.

Das gespeiste Element kann auf einer ersten Oberfläche eines Substrats zusammen mit mindestens einer HF-Schaltung (zum Beispiel einem Leistungsteilernetzwerk zur Verwendung in Anordnungen oder Reihen) angeordnet sein. Eine  
25 andere Oberfläche des Substrats kann in Kontakt mit der Bezugsoberfläche angeordnet sein, so daß das Substrat das gespeiste Element von der Bezugsoberfläche beabstandet.

30 Die passiven Elemente sind effektiv parallel geschaltet. Ein weiteres passives leitendes HF-Abstrahlelement kann beabstandet oberhalb und kapazitiv gekoppelt sein mit dem gespeisten Element, wobei sich die Resonanzfrequenzbereiche der passiven Elemente überlappen.

Eine Antennenabschirmung kann oberhalb des passiven Elements oder der Elemente angeordnet sein.

#### Kurze Beschreibung der Zeichnung

- 5 Diese und weitere Merkmale und Vorteile der vorliegenden Erfindung können besser und vollständiger verstanden werden durch Bezugnahme auf die folgende detaillierte Beschreibung zusammen mit der Zeichnung: in der Zeichnung
- 10 zeigt:
- Fig. 1 eine Seitenansicht im Querschnitt einer ein dickes Substrat aufweisenden Mikrostripfläche des Standes der Technik;
  - 15 Fig. 2 eine Seitenansicht im Querschnitt eines einzelnen kapazitiv gekoppelten Mikrostripabstrahlelementes des Standes der Technik;
  - Fig. 3 eine perspektivische und teilweise geschnittene Seitenansicht einer gestapelten Mikrostripantennenstruktur des Standes der Technik;
  - 20 Fig. 4 eine Seitenansicht im Querschnitt eines derzeit bevorzugten beispielhaften Ausführungsbeispiels der Erfindung;
  - Fig. 5 eine auseinandergezogene perspektivische Seitenansicht des in Fig. 4 gezeigten Ausführungsbeispiels;
  - 25 Fig. 6A eine Seitenansicht im Querschnitt eines einfachen Mikrostripelementes;
  - Fig. 6B ein schematisches Diagramm einer zwei Anschlüsse aufweisenden RLC-Schaltung, die mit dem in Fig. 6A gezeigten Mikrostripelement äquivalent ist;
  - 30 Fig. 7 eine graphische Darstellung der individuellen sich theoretisch überlappenden Resonanzen der Antennenstrukturelemente, die in Fig. 4 gezeigt sind;

- Fig. 8 eine graphische Darstellung der Gesamt- oder Kompositresonanz der Struktur, die in Fig. 4 gezeigt ist;
- 5 Fig. 9 ein schematisches Diagramm einer äquivalenten Schaltung mit zusammengezogenen oder konzentrierten Komponenten oder Bauteilen für die in Fig. 4 gezeigte Antennenstruktur;
- 10 Fig.10 ein schematisches Diagramm der in Fig. 4 gezeigten Antennenstruktur, das zwischen den Elementen befindliche Kapazitäten zeigt;
- 15 Fig.11 eine schematische Darstellung der effektiven Zwischenelementkapazitäten, die in der Antennenstruktur, die in Fig. 4 gezeigt ist, bestehen, und zwar bei einer Niedrigfrequenz  $F_{LOW}$  innerhalb des Antennenbetriebsfrequenzbereichs;
- 20 Fig.12 eine schematische Darstellung der effektiven Zwischenelementkapazitäten, die in der Antennenstruktur, die in Fig. 4 gezeigt ist, bestehen, wenn die Antennenstruktur bei einer mittleren Frequenz  $F_{MID}$  bei ungefähr der Mitte ihrer Betriebsfrequenzbereichs arbeitet;
- 25 Fig.13 eine schematische Darstellung der effektiven Zwischenelementkapazitäten, die in der Antennenstruktur, die in Fig. 4 gezeigt ist, bestehen, wenn die Antennenstruktur mit einer hohen Frequenz  $F_{HIGH}$  in der Nähe des oberen Endes ihres Betriebssfrequenzbereichs arbeitet; und
- 30 Fig.14 eine graphische Darstellung der Verstärkung gegen Frequenzansprechkurve der in Fig. 4 gezeigten Antennenstruktur.

#### Detaillierte Beschreibung bevorzugter Ausführungsbeispiele

- 35 Fig. 4 ist eine Seitenansicht im Querschnitt des derzeitig bevorzugten beispielhaften Ausführungsbeispiels

einer gestapelten Mikrostripantennenstruktur 100 der vorliegenden Erfindung. Die Antennenstruktur 100 umfaßt eine leitende Bezugsoberfläche ("Masse- oder Erdungsebene") 102, ein gespeistes oder angetriebenes Element 104, ein  
 5 erstes parasitäres Element 106 und ein zweites parasitäres Element 108. Die Antennenstruktur 100 kann als ein "Drei-Resonatoren oder Schwinger aufweisendes parasitär gekoppeltes Mikrostripantennenanordnungselement" bezeichnet werden, da es das resonant gespeiste Element 104  
 10 umfaßt, das eng parasitär gekoppelt ist mit den resonanten passiven Elementen 106 und 108.

In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel sind die Masseebene 102 und die Elemente 104, 106, 108 gestapelt und  
 15 sind vom benachbarten Elementen durch Lagen oder Schichten dielektrischen Materials getrennt. Eine dielektrische Schicht 110 mit einer Dicke D trennt die Masseebene 102 von dem gespeisten Element 104; eine dielektrische Lage 112 mit einer Dicke C1 trennt das gespeiste Element 104  
 20 und ein erstes passives Element 106; und eine dielektrische (typischerweise Schaum) Schicht 114 mit einer Dicke F trennt die passiven Elemente 106 und 108. Die Elemente 104, 106 und 108 sind je kreisförmig (scheibenförmig) in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel (obwohl  
 25 rechteckige, ringförmige, vieleckig und sonstige Elemente anstelle der oben genannten verwendet werden können, wenn dies gewünscht wird).

In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist das gespeiste  
 30 Element 104 mit einer Übertragungsleitung (nicht gezeigt) verbunden, und zwar über einen herkömmlichen Verbinder 118, der Koaxialbauart (und über einen Mikrostrip, wenn dies gewünscht wird). Der äußere Leiter 120 des Koaxialverbinders ist elektrisch mit der Masseebene 102 verbunden und der Mittelleiter 122 des Verbinders geht durch  
 35 ein Loch hindurch, das durch die Masseebene 102 und die



dielektrische Schicht 110 gebohrt ist, (ohne die Masseebene zu kontaktieren) und ist elektrisch mit dem gespeisten Element 104 verbunden.

- 5 Eine weitere Schicht 124 eines isolierenden Materials zum Beispiel Laminat) mit einer Dicke  $C_2$  ist auf und über dem passiven Element 108 angeordnet, um als eine Antennenabschirmung oder -abdeckung zu dienen - zum Abdichten der Antennenstruktur 100 von der Umgebung und zum Helfen,  
10 daß eine Beschädigung der Antennenstruktur auftritt.

Fig. 5 ist eine auseinandergezogene perspektivische Ansicht der Antennenstruktur 100. Die Herstellung der Antennenstruktur 100 ist in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel  
15 sehr einfach, da herkömmliche gedruckte Schaltungsplatten Herstellungstechniken verwendet werden. Die Antennenstruktur 100 in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird hergestellt durch Zusammensetzen von fünf Komponenten oder Bauteilen; dem koaxialen Verbinder 118; einer untersten gedruckten Schaltungsplattenstruktur 126 (von der  
20 die Masseebene 102, die dielektrische Schicht 110 und das gespeiste Element 104 integrale Teile sind); eine mittlere gedruckte Schaltungsplattenstruktur 128 (von der die dielektrische Schicht 112 und das passive Element 106 integrale Teile sind); die dielektrische Schicht 114 (die  
25 in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel eine relativ dicke Schicht eines einen geringen Verlust aufweisenden Schaums ist); und eine oberste gedruckte Schaltungsplattenstruktur 130 (von der das passive Element 108 und die  
30 Antennenabdeckungsschicht 124 integrale Teile sind).

Die Herstellungstechniken für gedruckte Schaltungsplatten sind insbesondere für die Mikrostripantennenelementherstellung geeignet infolge ihrer geringen Kosten und auch  
35 weil die Dimensionen gedruckter Schaltungsplattenlamine sowie die Größe der leitenden Strukturen, die hergestellt

werden unter Verwendung solcher Techniken kompatibel sind mit den Mikrostripantennenstrukturdesign oder -aufbau.

Zum Beispiel ist in den bevorzugten Ausführungsbeispiel  
 5 die unterste Struktur 126 hergestellt aus einem herkömmlichen doppelt beschichteten, einen geringen Verlust aufweisenden PC-Plattenvorrat (d. h. ein Flächenelement aus Laminat 110 mit einem Flächenelement aus Kupfer oder einem anderen leitenden Material, das an seiner Oberseite  
 10 110a anhaftet und ein anderes leitendes Materialflächenelement, das an seiner Bodenseite 110b anhaftet) durch einfaches Wegätzen (zum Beispiel durch Verwendung herkömmlicher photochemischer Ätztechniken) von dem gesamten Kupferflächenelement, das auf der Oberseite 110a ange-  
 15 ordnet ist mit der Ausnahme des Teils, das das gespeiste Element 104 bilden soll, während die Beschichtung auf der Bodenseite 110b unbehandelt oder ungeätzt bleibt. Zusätzliche HF-Schaltungen (zum Beispiel ein Spannungsteilernetzwerk für Reihen- oder Anordnungsanwendungen) kann  
 20 auf die Oberfläche 110a geätzt werden unter Verwendung desselben Prozesses oder Vorgangs.

In gleicher Weise werden die gedruckten Schaltungsplattenstrukturen 128 und 130 gebildet aus einem geringen  
 25 Verlust aufweisenden einfach beschichteten gedruckten Schaltungsplattenvorrat durch Wegätzen des gesamten einzelnen Flächenelements aus Kupfer, das daran anhaftet mit der Ausnahme des Teils, der als passive Elemente 106 bzw. 108 zurückbleiben soll.

30 Zum Zusammensetzen der Antennenstruktur 100 wird zuerst der Mittelstift 122 des koaxialen Verbinders durch ein Loch 132 (das durch das scheibenförmige gespeiste Element 104 gebohrt ist) gedrückt, das, wie zuvor herausgefunden  
 35 wurde, (zum Beispiel durch Messungen) eine geeignete Impedanzanpassung für die Übertragungsleitung vorsieht, um

mit dem Verbinder 118 verbunden zu werden. Der Stift 122 wird leitend mit dem gespeisten Element 104 verbunden (zum Beispiel durch eine Lötverbindung oder ähnliches). Vorzugsweise sind zwei Mikrostriptransformatoren, die auf  
 5 die Oberfläche 110a geätzt sind, auch mit dem Stift 122 verbunden und werden verwendet, um die Antennenstrukturimpedanzortskurve auf eine nominale 50-Anpassung zu drehen. Der äußere Leiter des Koaxialverbinders ist elektrisch mit der Masseebene 102 verbunden.

10

Als nächstes wird die PC-Plattenstruktur 128 auf die Oberseite 110a der PC-Plattenstruktur 126 plaziert, wobei die Mitte des scheibenförmigen passiven Elements 106 mit der Mitte des gespeisten Elements 104 ausgerichtet ist.  
 15 Dann wird eine Schaumschicht 114 (die ein herkömmliches einen geringen Verlust aufweisendes honigwabenartiges Material sein kann, das in spezielle Dimensionen geformt ist, ein rhoacellartiger Schaum, der auf gewünschte Dimensionen bearbeitet ist oder irgendein anderes dielektrisches Material, wie zum Beispiel Luft, PTFE oder  
 20 ähnliches sein kann) auf einer Oberseite 112a der PC-Plattenstruktur 128 angeordnet. Schlußendlich wird die PC-Plattenstruktur 130 auf der Schaumschicht 114 angeordnet, wobei das scheibenförmige passive Element 108 zur  
 25 Schaumschicht weist und wobei die Mitte des passiven Elements mit den Mitten der Elemente 104 und 106 ausgerichtet ist (so daß eine gemeinsame Achse A durch die Mitten der Elemente 104, 106 und 108 hindurchgeht). Die gesamte Struktur wird so zusammengesetzt zusammengehalten  
 30 durch Anlegen eines herkömmlichen Filmhaftmaterials (das verwendet werden kann vor dem Beschichten jeder Lage oder Schicht vor dem Zusammensetzen) und dann durch Passieren der zusammengesetzten Struktur in einem Autoklav oder Druckkessel.

35

Wie in den Fig. 4 und 5 gezeigt ist, besitzen die Elemente 104, 106 und 108 unterschiedliche Dimensionen. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist der Durchmesser  $d_1$  des Elements 104 geringer als der Durchmesser  $d_2$  des Elements 106, der wiederum geringer ist als der Durchmesser  $d_3$  des Elements 108. Die Elemente 104, 106 und 108 besitzen je unterschiedliche Resonanzfrequenzen infolge dieser Differenzen in den Dimensionen.

- 10 Das gespeiste Element 104, das kleiner ist als die Elemente 106 und 108, besitzt eine Resonanzfrequenz von  $f_{HIGH}$  (eine Frequenz an oder in der Nähe des hohen Endes des Betriebsfrequenzbereichs der Antennenstruktur 100). Das passive Element 106 besitzt eine Resonanzfrequenz von
- 15  $f_{LOW}$  (eine Frequenz an oder in der Nähe des tiefen Endes des Betriebsfrequenzbereichs der Antennenstruktur 100). Das Element 108 resoniert mit einer Zwischenfrequenz  $f_{MID}$ , die zwischen  $f_{HIGH}$  und  $f_{LOW}$  liegt.
- 20 Die Antennenstruktur 100 besitzt eine Breitbandleistung, da die Qualitäts- oder Gütefaktoren ( $Qs$ ) und die Dimensionen der Elemente 104, 106 und 108 so ausgewählt sind, daß sie einen Grad der Überlappung zwischen den resonanten Frequenzbereichen vorsehen. Das heißt, die Größen und
- 25 Abstände des gespeisten Elements 104 und des passiven Elements 108 sind so ausgewählt, daß beide dieser Elemente mit einer Frequenz zwischen  $f_{HIGH}$  und  $f_{MID}$  resonieren - und in gleicher Weise sind die Abstände und Dimensionen der Elemente 108 und 106 so ausgewählt, daß beide
- 30 dieser Elemente mit einer Frequenz zwischen  $f_{MID}$  und  $f_{LOW}$  resonieren.

Kurz beschrieben ist die Bandbreite und der Betriebsfrequenzbereich der Antennenstruktur 100 aufgebaut durch

- 35 ordnungsgemäßes Auswählen der  $Qs$  und der Dimensionen der Elemente 104 und 106 und 108. Das Zusammenwirken zwischen

den Elementen 104-108 ist komplex und die Analyse, die verwendet wird für die Auswahl der Räume zwischen den Elementen, den Dimensionen der Elemente und der dielektrischen Konstante der dazwischenliegenden dielektrischen Lagen ist daher nicht trivial. Eine detaillierte theoretische Diskussion darüber wie diese Design oder Aufbauauswahlen getroffen werden, wird nachfolgend dargestellt.

Es ist möglich, den Betrieb der Antennenstruktur 100 wie folgt mit einfachen Worten darzustellen. Die Erregung des gespeisten Elements 104 durch ein HF-Signal, das an das gespeiste Element angelegt wird über einen Koaxialverbinder 118 kann bewirken, daß das passive Element 106 und/oder das passive Element 108 parasitär erregt wird (wenn sie an der Antriebs- oder Speisefrequenz resonant sind) infolge der elektromagnetischen Felder, die von dem gespeisten Element ausgehen. In einer ähnlichen Weise können Signale, die durch die Elemente 106 und/oder 108 empfangen werden, bewirken, daß diese passiven Elemente (wenn sie resonant sind) elektromagnetische Felder abgeben, die parasitär das gespeiste Element 104 erregen.

Die Qs der Elemente 104, 106 und 108 und die Frequenzbereiche, bei denen jedes dieser Elemente resoniert, sind so ausgewählt, daß für eine beliebige Frequenz innerhalb des Designbetriebssfrequenzbereichs der Antennenstruktur 100 mindestens eines und möglicherweise zwei der drei Elemente resonant ist. Bei einigen Frequenzen am unteren Ende des Betriebsbereichs ist nur das Element 106 resonant. In gleicher Weise ist bei einigen Frequenzen in der Mitte des Betriebsbereichs nur das parasitäre Element 108 resonant und bei einigen Frequenzen am oberen Ende des Betriebsbereichs resoniert nur das gespeiste Element 104. Das parasitäre oder die Elemente, die nicht bei einer bestimmten Frequenz resonieren, dienen als Richtelemente zum Erhöhen der Antennenverstärkung.

Bei einigen Frequenzen zwischen dem unteren Ende des Betriebsbereichs und der Mitte des Bereichs können beide Elemente 106 und 108 resonieren. In gleicher Weise können  
 5 bei einigen Frequenzen zwischen der Mitte des Bereichs und dem oberen Ende des Bereichs beide Elemente 104 und 108 resonieren.

Die Antennenstruktur 100 als Ganzes besitzt ein relativ  
 10 breites fast kontinuierliches Band von Resonanzfrequenzen (siehe Fig. 8), das nicht einfach zu erreichen ist mit einem oder sogar zwei Mikrostripelementen - oder mit Mehrfachelementen, die nicht die spezifischen Abstände und Dimensionen der vorliegenden Erfindung besitzen.

15 Es ist sehr hilfreich beim Entwerfen der Abstände und der Dimensionen der Antennenstruktur, die in Fig. 4 gezeigt ist, Teile der Antennenstruktur unabhängig mathematisch zu modellieren. Während die Zwischenwirkungen zwischen  
 20 den Elementen 104, 106 und 108 nicht leicht greifbar sind für mathematische Analyse infolge ihrer Komplexität, kann jedes Element 104, 106 und 108 zuerst separat modelliert werden (bezüglich zur Masseebene 102), um die anfänglichen Designparameter herzustellen. Dann werden die Ef-  
 25 fekte der Zwischenwirkungen zwischen den Elementen (experimentell, empirisch und/oder durch Computersimulation erhalten) verwendet zum Modifizieren der Designparameter, die aus der mathematischen Modellierung erhalten wurden, um die gewünschte Antennenbandbreite,  
 30 Effizienz und Frequenzbetriebsbereichscharakteristiken zu erhalten.

Die Grundmikrostripanenne ist eine resonierende Struktur, die im wesentlichen ein Resonanzhohlraum ist. Fig.  
 35 6A ist eine Seitenansicht im Querschnitt einer einfachen Mikrostripanenne, die eine Masseebene 150, eine Strah-

ler- oder Abstrahlfläche 152 und eine trennende dielektrische Lage oder Schicht 154 umfaßt. Eine Übertragungsleitung ist zwischen der Masseebene 150 und der Abstrahlfläche 152 verbunden (zum Beispiel über einen Koaxialverbinder 156), um ein HF-Signal über die Antennenelemente zu koppeln.

Das Element 104 und die Masseebene 102 der Antennenstruktur 100 der vorliegenden Erfindung kann als eine Mikrostripantenne modelliert sein; das Element 106 und die Masseebene 102 kann als eine zweite Antenne modelliert sein; und das Element 108 und die Masseebene 102 können als eine dritte Antenne modelliert sein.

Die einfache Mikrostripantenne, die in Fig. 6A gezeigt ist, kann durch die parallele RLC-Schaltung, die in Fig. 6B gezeigt ist, modelliert werden, die aus festen zusammengezogenen oder konzentrierten Elementen aufgebaut ist. Obwohl das parallele RLC-Schaltungsmodell nicht verwendet werden kann, um die Abstrahlcharakteristiken vorherzusagen, kann es dazu verwendet werden, nahe die Eingangsimpedanzcharakteristiken der Antenne gemäß Fig. 6A bezüglich der Frequenz vorherzusagen (und somit die Impedanzcharakteristik von jedem der Elemente 104, 106 und 108).

Das parallele RLC-Schaltungsmodell besitzt einen assoziierten Qualitätsfaktor "Q", der es ermöglicht, Bandbreiten und Effizienzberechnungen durchzuführen. Es gibt drei Bandbreiten und Effizienz bestimmende Qualitätsfaktoren für eine quadratische Mikrostripflächenantenne: Abstrahlverlust ( $Q_R$ ); dielektrischer Verlust ( $Q_D$ ); und Leiterverlust ( $Q_C$ ). Nimmt man ein rechteckiges Mikrostripelementgeometrie oder Seitenverhältnis von 1:1 an, ist der Abstrahlverlust  $Q_R$  gegeben durch

$$Q_r = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}} \lambda_0}{2h} \quad (1)$$

der dielektrische Verlust  $Q_D$  ist gegeben durch

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2)$$

wobei  $\delta$  die dielektrische Verlusttangente ist

und der Leiterverlust  $Q_C$  ist gegeben durch

$$Q_C = \frac{h}{\delta_s} \quad \text{wobei} \quad \delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (3).$$

wobei  $\delta_s$  = Hauttiefe oder Eindringtiefe

$f$  = Ist-Frequenz

$\sigma$  = Leitfähigkeit.

Für ein kreisförmiges Mikrostripelement sind  $Q_C$  und  $Q_D$  dieselben für sowohl kreisförmige als auch quadratische Mikrostripflächenantennen und nur  $Q_R$  ist etwas unterschiedlich.

Die Bandbreite ist eine Funktion des Gesamtqualitätsfaktors und auch des Designs des Welligkeitsfaktors bzw. Stehwellenverhältnisses (VSWR = voltage standing wave ratio). Das heißt, die Bandbreite wird hinsichtlich einer Prozentzahl einer gewünschten Mittelbetriebsfrequenz ausgedrückt über, die die Antennenstruktur eine VSWR von geringer als oder gleich einer Design VSWR zeigt oder besitzt. Die Bandbreite ist abhängig von der folgenden Gleichungen:

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q_T \sqrt{VSWR}} = \frac{\Delta f}{f} \quad (4)$$



wobei

$$Q_T = \left[ \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \right]^{-1} \quad (5)$$

5

Der zusammengesetzte oder Kompositschaltungsqualitätsfaktor  $Q_T$  ist somit immer geringer als das geringste individuelle  $Q$ , und die maximale theoretische Bandbreite  
 10 (unendlich) tritt auf, wenn sich irgendein  $Q$  an Null annähert. Wenn sich jedoch entweder  $Q_D$  oder  $Q_C$  Null annähern, wird die gesamte erhältliche Energie absorbiert und in Wärme umgewandelt, was nichts zum Abstrahlen überläßt. Die folgenden Gleichungen zeigen mathematisch die Zwi-  
 15 schenwirkung zwischen den individuellen Qualitäts - oder Gütefaktoren und der gesamten Mikrostripelement-abstrahleffizienz:

$$20 \quad \eta = \frac{\text{Strahlungsleistung}}{\text{Eingangsleistung}} = \frac{Q_L}{Q_r + Q_L} \quad \text{wobei } Q_L = Q_{\text{Verlust}} = \left[ \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \right]^{-1} \quad (6)$$

$$= \frac{Q_d Q_c}{Q_d + Q_c}$$

$$25 \quad \eta = \frac{1}{\frac{Q_r(Q_d + Q_c)}{Q_d Q_c} + 1} \quad (7)$$

Idealerweise sollten  $Q_D$  und  $Q_C$  hoch sein und  $Q_R$  sollte niedrig sein - diese Kombination maximiert die Anten-  
 30 nenimpedanzbandbreite und hält immer noch eine hohe Abstrahleffizienz bei.

Die individuellen  $Q$ -Parameter der Antenne gemäß Fig. 6A können durch die ordnungsgemäße Auswahl des dielektri-  
 35 schen Subtrats, der Substratdicke, der dielektrischen Konstante, der Leitermetallisation, der Konduktanz bzw.

dem Leitwert und der dielektrischen Verlusttangente gesteuert werden. Nachdem die physikalischen und Materialauswahlen getroffen wurden, werden die individuellen Qualitätsfaktoren berechnet und dann wird ein Komposit- oder Gesamt- $Q_T$  bestimmt.

Der berechnete Gesamtqualitätsfaktor  $Q_T$  des Mikrostripelements wird berechnet als ein "black box bzw. Zwischenkasten"-Wert - da Werte des Qualitätsfaktors, die mit der verteilten Induktanz, Kapazität und dem Widerstand der Antennenstruktur assoziiert wird, sehr schwierig individuell zu messen sind. Somit wird beim Vergleich des Qualitätsfaktors eines parallelen RLC Lump oder zusammengezogenen Netzwerks mit dem Gesamt  $Q$  eines Mikrostripelements der Wert der individuellen Qualitätsfaktoren des Mikrostripelements nicht länger benötigt, und das Mikrostripelement  $Q_T$  ersetzt die parallelen RLC  $Q$ s in dem Modell aus konzentrierten oder zusammengezogenen Elementen.

Um die RLC-Modellierung der Antennenstruktur gemäß Fig. 6A zu vervollständigen, wird ein Wert von  $R$  an der Resonanz (Frequenz =  $F_0$ ) der Mikrostripantenne berechnet - oder experimentell festgestellt unter Verwendung von Netzwerkanalyse des geometrischen Ortes  $S_{11}$  einer Smith'schen Leistungsdiagrammkurve der gemessenen Antennenimpedanzcharakteristiken. Das RLC-Modell ist genauer, wenn der Widerstand  $R$  der Mikrostripantenne bei der Resonanz tatsächlich gemessen wird, da der Mikrostripelementgesamtqualitätsfaktor  $Q_T$  berechnet wird, anstatt daß er gemessen wird. Dieser  $R$ -Wert kann erhalten werden durch Drucken der gemessenen Impedanz der Mikrostripantenne auf einem Smith'schen Leistungsdiagramm und durch Notieren der wirklichen oder echten Impedanz, wo der  $S_{11}$ -Ortspunkt die wirkliche Achse des Smith'schen

Leistungsdiagramms überkreuzt (dies ist auch dort, wo die Resonanzfrequenz der Mikrostripantenne auftritt).

Durch die Verwendung der folgenden Schaltungsanalyse-  
5 gleichungen ist es möglich, die Ableitung des parallelen RLC-Modells zu vervollständigen:

$$Q = Q_T = \text{berechnet} \quad (8)$$

$$F = f_0 = \text{gemessen} \quad (w_0 = 2\pi f_0) \quad (9)$$

$$10 \quad R = R_{f_0} = \text{gemessen} \quad (10)$$

und schlußendlich,;

$$C = \frac{Q}{w_0 R} \quad \text{und} \quad L = \frac{R}{w_0 Q} \quad (11)$$

Dieses Modell ist recht genau und vereinfacht stark das  
15 Design oder den Aufbau und die Analyse der in Fig. 4 gezeigten Antennenstruktur.

Dem folgenden Vorgang kann gefolgt werden, um die unterschiedlichen Designparamter für die Antennenstruktur 100  
20 der vorliegenden Erfindung auszuwählen.

Zuerst werden die Gesamtelementdesignbandbreite, das maximale VSWR, und die Abstrahleffizienz spezifiziert. Diese Parameter sind im allgemeinen Design- oder Aufbau-  
25 baubeschränkungen, die mit einer bestimmten Anwendung assoziiert sind. Zum Beispiel kann die Effizienz und das maximale VSWR der Antennenstruktur 100 so ausgewählt sein, daß es eine bestimmte Radiosendeempfängerleistungsausgangsstufe und/oder einen gewünschten Kommunikationsbereich oder effektive abgestrahlte Leistung (ERP)  
30 aufnimmt. Die Gesamtelementbandbreite ist spezifiziert oder festgelegt gemäß dem Bereich von Frequenzen, über die die Antennenstruktur 100 arbeiten soll (zum Beispiel einige übliche Betriebsfrequenzbereiche sind das L-Band,  
35 1,7 - 2,1 GHz; das S-Band, 3,5 - 4,2 GHz und das C-Band, 5,3 - 6,5 GHz).

Als nächstes werden die vorgeschlagenen Substratdicken, die dielektrischen Konstanten, die Metallisationsdicken und die Verlusttangente ausgewählt, und zwar basierend auf einer gewünschten mechanischen Festigkeit und einer gewünschten Effizienz (einige dieser Faktoren können auch durch die Eigenschaften der erhältlichen Materialien bestimmt werden).

- 10 Dann wird die RLC-mathematische Modellierung, die oben beschrieben wurde, verwendet, um die  $Q_R$ ,  $Q_D$  und  $Q_C$  jedes Elements 104, 106 und 108 individuell zu berechnen und  $Q_T$  wird für jedes Element berechnet (unter der Verwendung der Annahme, daß es keine Zwischenwirkung zwischen den  
15 Elementen gibt).

Der  $Q_R$ ,  $Q_D$  und  $Q_C$  für jedes der Elemente 104, 106 und 108 wird berechnet durch Auswertung der Gleichungen 1-3 für die vorgeschlagene Substratdicke, dielektrische Konstante, Metallisationsdicke und Verlusttangente. Dann  
20 wird der Gesamtqualitätsfaktor  $Q_T$  für jedes der Elemente 104, 106 und 108 gemäß Gleichung 5 berechnet.

Schlußendlich werden die individuellen Resonanzfrequenzen bestimmt (durch Messung, Berechnung, empirische Analyse und/oder Computersimulation), um die Gesamtbandbreite und das maximale VSWR der Antennenstruktur 100 zu bestimmen.

- 30 Nach der Durchführung dieser letzten zwei Schritte kann es notwendig sein, die Substratparameter zu verändern und iterativ die Antennenleistungscharakteristiken neu zu berechnen, bis die Designspezifikationen oder Erfordernisse erfüllt sind. Die Effizienz sowie das Gesamt  $Q_T$  jedes individuellen Elements ist einzigartig - und daher sind die  
35 Resonanzfrequenztrennungen nicht linear, um die

"Mittelfrequenz" der Gesamtantennenstruktur 100. In gleicher Weise kann sich die Effizienz der Struktur 100 etwas mit der Frequenz verändern, abhängig davon, welches der Elemente 104, 106 und 108 als der Primärstrahler wirkt  
 5 (zusätzlich können die anderen Elemente abhängig von der Frequenz als Richter wirken zum Verbessern der Antennenstruktur oder auch nicht).

Zwischenelementkapazitäten und ihre Effekte auf Resonanzfrequenzen und Abstrahlungscharakteristiken sind in  
 10 der vorhergehenden Beschreibung nicht genannt. Diese parasitären Kapazitäten (ohne die die Antennenstruktur 100 nicht wie gewünscht arbeiten würde) sind jedoch nicht trivial - und was noch wichtiger ist, sie sind sehr  
 15 schwer analytisch zu modellieren. Trotzdem ist es möglich, die Elemente 104, 106 und 108 analog mit ihren Zwischenelementkapazitäten schematisch zu beschreiben und dann die parasitären Werte empirisch zu bestimmen unter Verwendung von Computerkurvenanpassungsroutinen.

20 Fig. 9 ist ein schematisches Diagramm des äquivalenten Schaltungsmodells aus konzentrierten Elementen der Antennenstruktur 100. Jedes der Elemente 104, 106 und 108 kann als eine parallele RLC-Schaltung modelliert werden  
 25 (wie in Verbindung mit den Fig. 6A und 6B beschrieben wurde). Die Kapazitäten 166, 168 und 170 sind die Kapazitäten von den Elementen 106, 108 bzw. 110 zur Masseebene 102. Drei parasitäre Kapazitäten sind auch in dem in Fig. 9 gezeigten Modell umfaßt: ein Kondensator 160  
 30 (die parasitäre Kapazität zwischen den Elementen 104 und 106); ein Kondensator 162 (die parasitäre Kapazität zwischen den Elementen 106 und 108); und ein Kondensator 164 (die parasitäre Kapazität zwischen den Elementen 104 und 108). Fig. 10 ist eine schematische Seitenansicht der Antennenstruktur 100, die auch diese parasitären Kapazi-  
 35 täten zeigt.

Das mittlere passive Element 106 resoniert und arbeitet bei Frequenzen an dem unteren Ende des Betriebsfrequenzbereichs der Antennenstruktur 100 in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel. Wenn das Element 106 körperlich abgedeckt ist durch das Element 108, fällt die Resonanzfrequenz des Elements 106 um ungefähr 8-9% (diese Veränderung in der Resonanzfrequenz kommt auch zum Teil durch Zwischenelementkapazitäten). Die Zwischenelementparasitären Kapazitäten, die auftreten, wenn die Antennenstruktur 100 an einigen Frequenzen  $F_{LOW}$  an dem unteren Ende ihres Bereichs betrieben wird, sind schematisch in Fig. 11 dargestellt.

Das passive Element 106 wird bei  $F_{LOW}$  durch das gespeiste Element 104 erregt, und zwar durch die parasitären Kapazität 160. Die tatsächliche Abstrahlung tritt auf wegen der Kapazität 166 (von dem Element 106 zur Masseebene 102). Die Kapazität 166 wird auch schematisch in Fig. 9 modelliert, und zwar als eine parallele RLC-Schaltung. Der parasitäre Kondensator 162 (eine Serienkapazität zwischen den passiven Elementen 106 und 108) bewirkt, daß das passive Element 108 als ein Abstrahlungsrichter wirkt, was eine leichte Erhöhung der Verstärkung bewirkt).

Fig. 12 ist ein schematisches Diagramm der Antennenstruktur 100, die die Zwischenelementparasitären Kapazitäten zeigt, die auftreten, wenn die Antennenstruktur bei einer Frequenz  $F_{MID}$ , die ungefähr in der Mitte ihres Betriebsbereichs liegt, betrieben wird. Bei solchen Mittelfrequenzen ist das oberste parasitäre Element 108 verantwortlich für die meiste Strahlung, die von der Antennenstruktur 100 in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel abgegeben wird. Die Resonanzfrequenz des obersten passiven Elements 108 wird um 2-3% von ihrem vorhergesagten

Wert abgesenkt, da es durch eine dielektrische Antennenabschirmungsschicht 124 abgedeckt ist.

Das Element 108 wird durch das gespeiste Element 104 erregt, und zwar durch die parasitäre Kapazität 164 (zwischen den Elementen 104 und 108). Die tatsächliche Abstrahlung tritt auf wegen der Kapazität 168 zwischen dem Element 108 und der Masseebene 102. Die Kapazität 168 wird auch schematisch in Fig. 9 modelliert als eine parallele RLC-Struktur. Die Mittelbandverstärkung der Antennenstruktur 100 ist etwas reduziert, da es keine Elemente über dem Element 108 gibt, die als Direktoren oder Richter bzw. Wellenrichter dienen.

Fig. 13 ist eine schematische Darstellung der Antennenstruktur 100, die die parasitären Zwischenelementkapazitäten zeigt, die vorhanden sind, wenn die Antennenstruktur an einer Frequenz  $F_{HIGH}$  an dem hohen Ende ihres Frequenzbetriebsbereichs betrieben wird. Das gespeiste Element 104 resoniert mit  $F_{HIGH}$  und da es die Elemente 106 und 108 direkt darüber besitzt, die als Direktoren oder Wellenrichter dienen, zeigt die Antennenstruktur eine gesamte, effektive Verstärkungserhöhung. Die Resonanzfrequenz des gespeisten Elements 104 ist ungefähr 8-9% niedriger als es sein würde, wenn die Elemente 106 und 108 nicht vorhanden wären (Zwischenelementkapazitäten spielen eine Rolle bei dieser Resonanzfrequenzverschiebung). Die Kapazität 170 zwischen dem gespeisten Element 104 und der Masseebene 102 wird schematisch in Fig. 9 modelliert durch eine parallele RLC-Schaltung.

Die folgende Tabelle I listet beispielhaft Designerfordernisse für drei unterschiedliche Ausführungsbeispiele der Antennenstruktur 100 auf: eine L-Band-Konfiguration; eine S-Band-Konfiguration; und eine C-Band-Konfiguration.

TABELLE I

		L Band (1.7-2.1 GHz)	S-Band (3.5-4.2 GHz)	C-Band (5.3-6.5 GHz)
5	D	0.060	0.031	0.020
	d <sub>1</sub>	1.855	0.951	0.644
	C <sub>1</sub>	0.015	0.005	0.005
	d <sub>2</sub>	2.359	1.209	0.7845
10	F	0.375	0.165	0.113
	C <sub>2</sub>	0.015	0.015	0.015
	d <sub>3</sub>	2.690	1.336	0.840
	E <sub>r</sub>	2.44	2.17	2.17
15	BW	17%	17%	19%
	VSWR	1.5:1	1.5:1	1.4:1

wobei D = Dicke der dielektrischen Lage 110 in Zoll, d<sub>1</sub> = Durchmesser des Elements 104 in Zoll, C<sub>1</sub> = Dicke der Lage 112 in Zoll. d<sub>2</sub> = Durchmesser des Elements 106 in Zoll, F = Dicke der Schaumschicht oder -lage 114 (71/WF Rhoacell), C<sub>2</sub> = Dicke der Lage 124 in Zoll, d<sub>3</sub> = Durchmesser des Elements 108 in Zoll, E<sub>r</sub> = dielektrische Konstanten der Lagen oder Schichten 110, 112 und 124 (die dieselbe dielektrische Konstante in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel besitzen) und BW = die tatsächlich gemessene Bandbreite der Antennenstruktur für das genannte VSWR.

Wie aus der Tabelle I zu sehen ist, gibt es eine indirekte Beziehung zwischen den Dimensionen und Abstandparametern der Antennenstruktur 100 und der Betriebsfrequenz. Das heißt, wenn die Betriebsfrequenz verdoppelt wird, werden alle Abstände und Dimensionen ungefähr halbiert. Somit können ungefähre Parameter für die Antennenstruktur 100 für irgendeine gegebene Betriebsfrequenz von den in Tabelle I gezeigten Parametern abgeleitet wer-



den für eine Antenne mit einer unterschiedlichen Betriebsfrequenz.

Somit ist, wenn  $C_1 = x$ ,  $D = 4x$  für eine gegebene Frequenz. In gleicher Weise, wenn  $d_3 = Y$ , dann ist  $d_2 = 0,90y$  und  $d_1 = 0,70y$ . Die Dimension  $D$  kann variiert werden abhängig von der gewünschten Gesamtbandbreite (da die Bandbreite der Antennenstruktur direkt abhängig ist von der Dimension  $D$ ). Somit kann  $D$  auf größer als  $4x$  erhöht werden, wenn noch eine breitere Bandbreite gewünscht wird und auf weniger als  $4x$  verringert werden, wenn die Antenne nicht über einen sehr breiten Bereich von Frequenzen arbeiten muß.  $C_1$  sollte jedoch ungefähr den zuvor beschriebenen Wert für eine gegebene Betriebsfrequenz besitzen. Die Werte  $d_1$ ,  $d_2$  und  $d_3$  sind abhängig von den dielektrischen Konstanten des verwendeten Komposit oder Gesamtsubstrats und müßten daher eingestellt werden, wenn Materialien verwendet werden, die unterschiedlich von den hier beschriebenen sind.

Fig. 14 ist eine graphische Darstellung der Verstärkung gegen Frequenzansprechkurve der Antennenstruktur 100. Wie zu sehen ist, ist die Verstärkung der Antennenstruktur 100 nicht konstant mit der Frequenz, sondern stattdessen variiert sie infolge der Direktor- oder Richteffekte der Elemente 106 und 108 bei bestimmten Frequenzen (wie zuvor beschrieben).

Die Fig. 7 und 8 zeigen graphisch die überlappenden Resonanzen der Elemente 104, 106 und 108. Fig. 7 ist eine Kurve der Bandbreiten der Elemente 104, 106 und 108, und zwar individuell genommen - das heißt, wie sie unabhängig für jedes Element berechnet wurden unter Verwendung der RLC-Modellierung, die oben beschrieben wurde und mit der Annahme, daß es keine Zwischenwirkung zwischen den Elementen gibt.

Fig. 8 ist eine Kurve der tatsächlichen Frequenz gegen die VSWR-Kurve der Antennenstruktur 100. Obwohl, wie in Fig. 7 gezeigt ist, jedes Element 104, 106 und 108 eine relativ scharfe Resonanzkurve besitzt (bestimmt durch die  $Q_T$ 's der individuellen Elemente), verschwimmen diese scharfen Kurven ineinander in der Bandbreitenkurve der Kompositantennenstruktur, die in Fig. 8 gezeigt ist infolge der Zwischenwirkung zwischen den Elementen.

10

Somit ist die Bandbreite der Antennenstruktur 100 für ein bestimmtes VSWR (zum Beispiel 2,0:1) wesentlich größer als die Bandbreite, die erreicht werden kann durch einfaches Verbinden ohne enges Zusammenkoppeln der drei Elemente gemäß der vorliegenden Erfindung.

Die Antennenstruktur 100 erfährt variierende Grade der Polarisationsverschlechterung mit der Betriebsfrequenz. Die Größe der Verschlechterung hängt davon ab, welches der Elemente 104, 106 und 108 in Betrieb ist. Wenn das Element 108 aktiv ist, ist der überkreuz polarisierte Abstrahlpegel an seinem niedrigsten Wert für die Antennenstruktur 100. Der überkreuz polarisierte Abstrahlpegel ist jedoch schlechter, wenn das Element 106 aktiv ist und es ist noch schlechter, wenn das Element 104 resoniert. Trotzdem besitzt die Antennenstruktur 100 eine Isolation zwischen copolarisierten und überkreuz polarisierten Komponenten von ungefähr -16 dB oder besser bei den höchsten Frequenzen innerhalb ihres Betriebsbereichs (d. h. wenn das gespeiste Element 104 resonant ist).

Die Veränderung in den überkreuz polarisierten Abstrahlpegeln mit der Frequenz kann leicht erklärt werden durch Schauen auf die physikalische oder körperliche Struktur der Antennenstruktur 100, die in Fig. 4 gezeigt ist. Das gespeiste Element 104 besitzt zwei darüberliegende Ele-

mente und das passive Element 106 besitzt ein darüber-  
 liegendes Element. Diese darüberliegenden Elemente be-  
 wirken Veränderungen in der Polarisationsreinheit - und  
 zwar mehr für das gespeiste Element 104 (da es zwei Ele-  
 5 mente darüber besitzt) als für das Element 106 (das nur  
 ein Element darüber besitzt). Mit anderen Worten, die En-  
 ergie, die von dem untersten Element abgestrahlt wird,  
 wird durch die große Nähe nicht resonierender Elemente in  
 der Ausbreitungsrichtung gestört.

10

Die Antennenstruktur 100 bildet, wie beschrieben, einen  
 "umgekehrten Stapel" (das heißt, das Element mit der  
 kleinsten Dimension ist das unterste in dem Stapel).  
 Diese umgekehrte Stapelstruktur besitzt den Vorteil, daß  
 15 ein sehr geringer Raum auf der dielektrischen Lagenober-  
 fläche 110a (der PC-Plattenstruktur 126) durch das unter-  
 ste Element 104 eingenommen wird, was Platz für zusätz-  
 liche HF-Schaltungen läßt (zum Beispiel ein Leistungs-  
 teilernetzwerk), um auf die Laminatoberfläche 110a geätzt  
 20 zu werden. Es ist sehr günstig und relativ einfach, die  
 benötigte zusätzliche HF-Schaltung auf der Laminatober-  
 fläche 110a herzustellen, womit zusätzliche Eigenschaften  
 in derselben Größe der Antennenpackung vorgesehen wird,  
 und womit die Notwendigkeit einer extern vorgesehenen HF-  
 25 Schaltung unnötig gemacht wird.

Weitere Vorteile werden durch die Eigenschaft erhalten,  
 daß das unterste Element 104 direkt mit einer Übertra-  
 gungsleitung verbunden ist und als das gespeiste Element  
 30 dient (wodurch die Notwendigkeit für Speisedurchführungen  
 und ähnliches beseitigt wird). Wenn keine zusätzliche HF-  
 Schaltung auf der untersten PC-Plattenstruktur 126 vor-  
 gesehen werden muß, kann es in einigen Fällen wünschens-  
 wert sein, die Dimensionen des gespeisten Elements 104  
 35 größer zu machen als die Dimensionen von einem oder bei-  
 den der Elemente 106 und 108. Zum Beispiel kann es wün-

schenswert sein, die Dimensionen des gespeisten Elements 104 so auszuwählen, daß das gespeiste Element bei der Mitte des Frequenzbetriebsbereichs der Antennenstruktur resoniert und das Element 106 größer als das Element 104  
5 und 108 zu machen (so daß das Mittelelement 106 an dem unteren Ende des Frequenzbereichs resoniert und das oberste Element 108 an dem oberen Ende des Frequenzbereichs resoniert). Bei dieser Kongifuration wurde experimentell verifiziert, daß sie eine 1,8 VSWR Bandbreite von unge-  
10 fähr 23 % besitzt. Um jedoch die Antennenstruktur 100 zu optimieren, um zu ermöglichen, daß ein Reihen- oder Serienleistungsteiler auf dasselbe Subtrat geätzt wird, wie daß das gespeiste Element 104 trägt, wurde die Resonanzfrequenz des gespeisten Elements von der Mitte des Bandes  
15 zu  $F_{\text{HIGH}}$  in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel geändert.

Patentansprüche

1. Breitband-Mikrostrip-Antenne, die folgendes aufweist:
- 5 eine leitende Bezugsoberfläche;
- ein oberhalb der Bezugsoberfläche angeordnetes, gespeistes, leitendes Mikrostrip-Flächen-HF-Abstrahlelement mit
- 10 einer dritten Resonanzfrequenz und
- eine leitende HF-Speiseleitung, die mit dem gespeisten Element verbunden ist;
- 15 ein erstes planares, passives, leitendes HF-Abstrahlelement mit einer ersten Resonanzfrequenz und mit Abstand oberhalb des gespeisten Elements angeordnet und kapazitiv damit gekoppelt; und
- 20 ein zweites planares, passives, leitendes HF-Abstrahlelement mit einer zweiten Resonanzfrequenz und mit Abstand oberhalb des ersten passiven Elements angeordnet und kapazitiv mit dem gespeisten Element gekoppelt,
- 25 dadurch gekennzeichnet, daß das zweite Element (108) größere Abmessungen besitzt als das erste Element (106), wobei die zweite Resonanzfrequenz höher ist als die erste Resonanzfrequenz, und
- 30 wobei das gespeiste, das erste und das zweite Element (104, 106, 108) derart bemessen sind, daß die Antenne (100) über ein breites Frequenzband hinweg resonant ist.
2. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei die Abstände
- 35 zwischen den Elementen (104, 106, 108) und die Größen der Elemente (104, 106, 108) so bemessen sind, daß sie eine

2:1-VSWR-Bandbreite (VSWR = voltage standing wave ratio = Welligkeitsfaktor bzw. Stehwellenverhältnis) von mindestens 20 % vorsehen.

- 5    3. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei das gespeiste Element (104) für eine Frequenz resonant ist, die höher als die Resonanzfrequenzen der ersten und zweiten passiven Elemente (106, 108) ist.
- 10   4. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei die Antenne ferner ein Substrat (110) mit einer ersten Oberfläche (110A) umfaßt, wobei das gespeiste Element (104) und zumindest eine HF-Schaltung (111) auf der ersten Oberfläche (110A) des Substrats angeordnet ist.
- 15
5. Antenne (100) gemäß Anspruch 4, wobei das Substrat (110) auch eine zweite Oberfläche (110B) gegenüberliegend zu der ersten Substratoberfläche (110A) besitzt, wobei die zweite Oberfläche (110B) in Kontakt mit der Bezugsoberfläche (102) angeordnet ist, wobei das Substrat (110) das gespeiste Element (104) von der Bezugsoberfläche (102) beabstandet hält.
- 20
6. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei die Antenne ferner eine Antennenverkleidung bzw. einen Antennendom (124) aufweist, welche oberhalb des zweiten passiven Elements (108) angeordnet ist.
- 25
7. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei sich die Resonanzfrequenzbereiche des ersten und des zweiten passiven Elements (106, 108) überlappen.
- 30
8. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei die Dimensionen des gespeisten Elements (104) kleiner sind als die Dimensionen des ersten passiven Elements (106).
- 35

9. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei das erste und zweite passive Element (106, 108) nur parasitär mit dem gespeisten Element (104) gekoppelt sind.
- 5 10. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei die Antenne (100) eine größere Verstärkung an den unteren und oberen Enden des Bereichs besitzt als in der Mitte des Bereichs.
- 10 11. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei das erste und zweite parasitäre Element (106, 108) HF-Strahlung richten, die von dem gespeisten Element (104) austritt.
- 15 12. Antenne (100) gemäß Anspruch 1, wobei die leitende Bezugsoberfläche (102) als eine Masseebene für alle der gespeisten, ersten und zweiten Elemente (104, 106, 108) wirkt, und zwar über das gesamte Frequenzband hinweg.

COPY

1/6

P 37 86 913.2-08

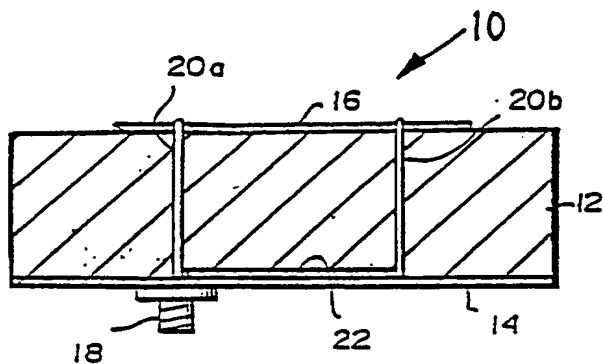


FIG. 1 STAND DER TECHNIK

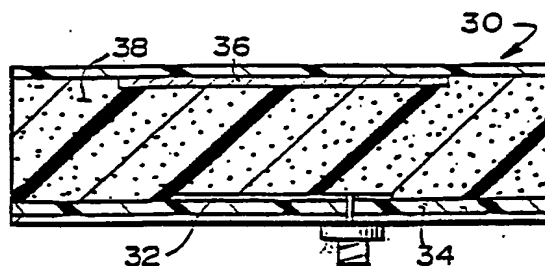


FIG. 2 STAND DER TECHNIK

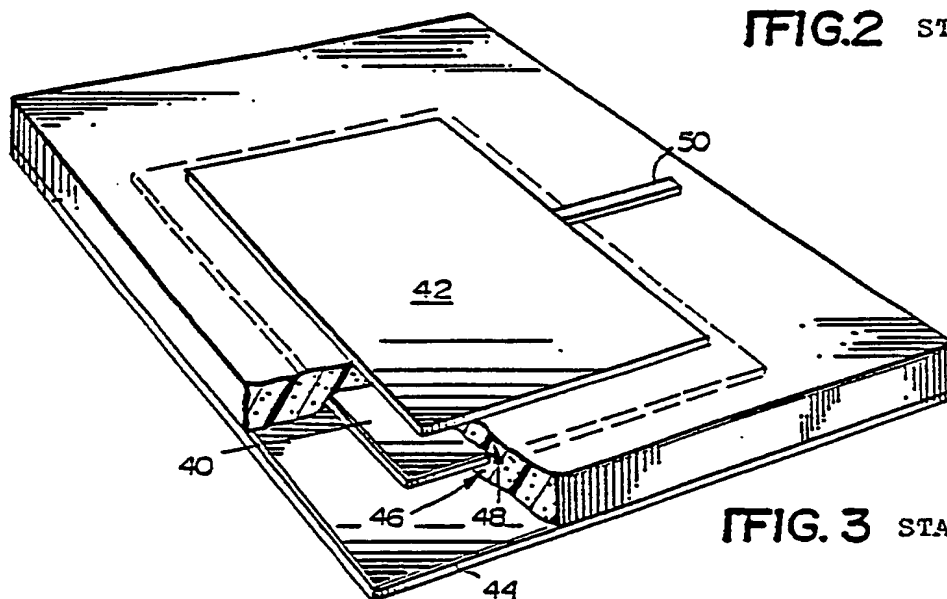


FIG. 3 STAND DER TECHNIK

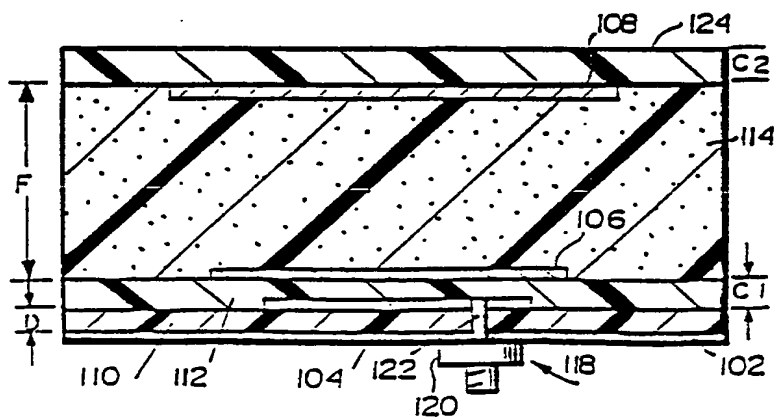
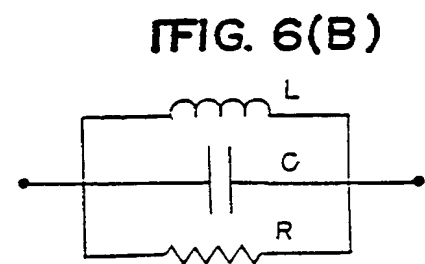
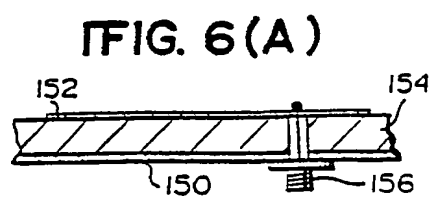
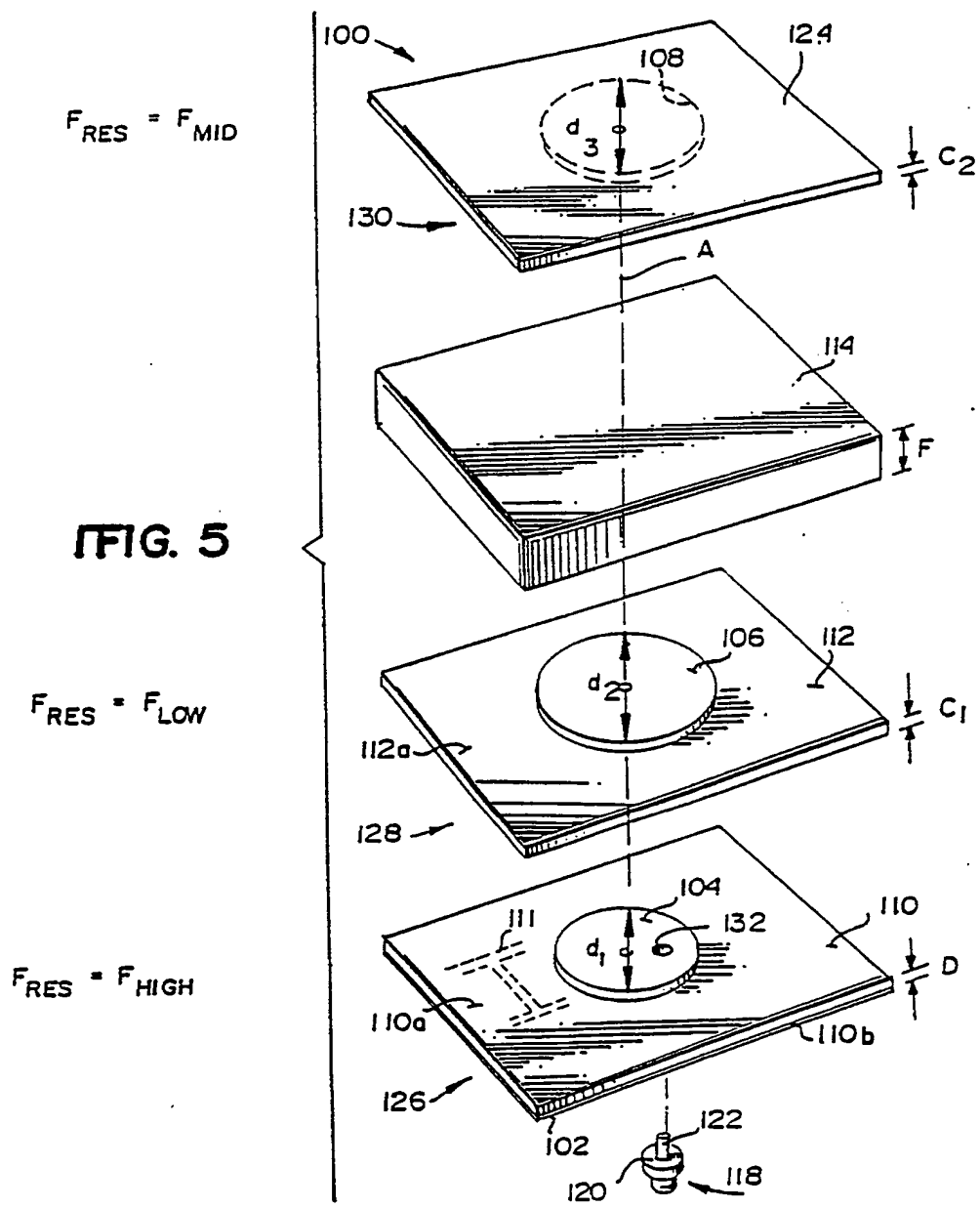


FIG. 4



276

4 10 12 87



2/10

4 10 12 8 7

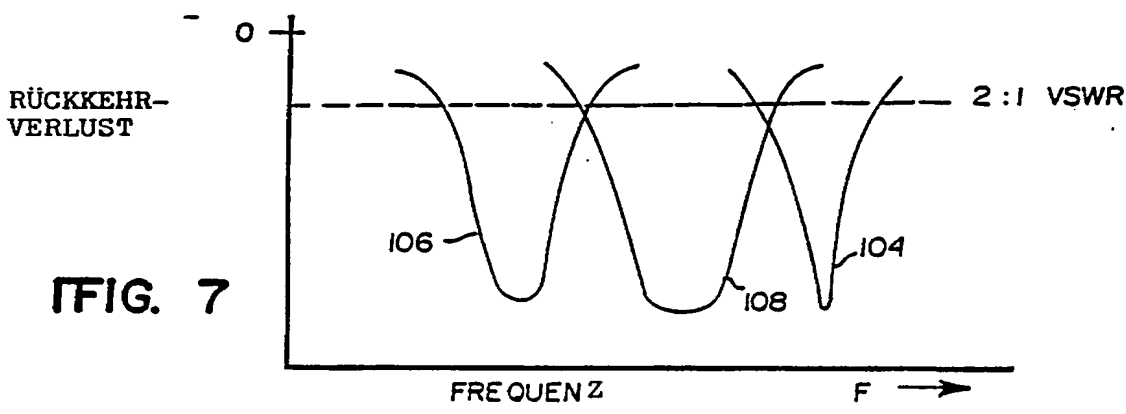


FIG. 7

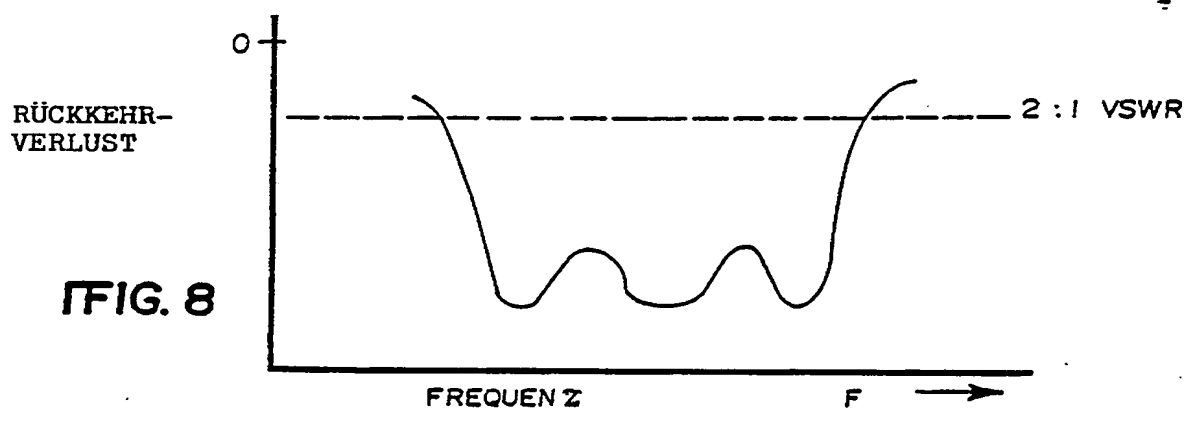


FIG. 8

FIG. 9

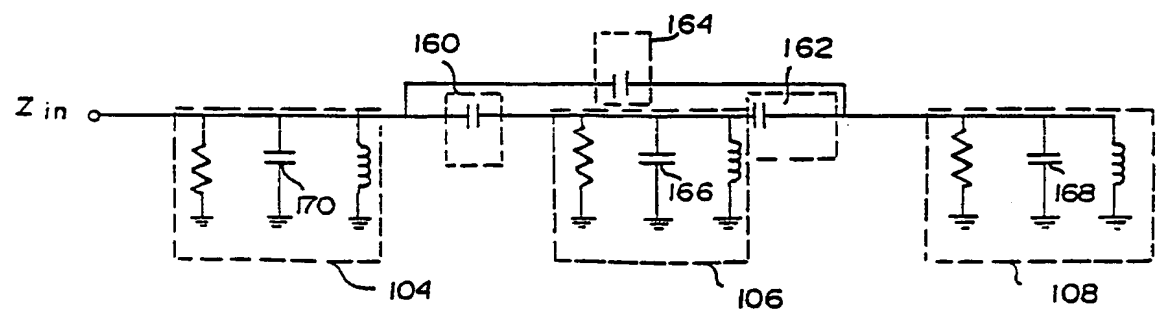


FIG. 10

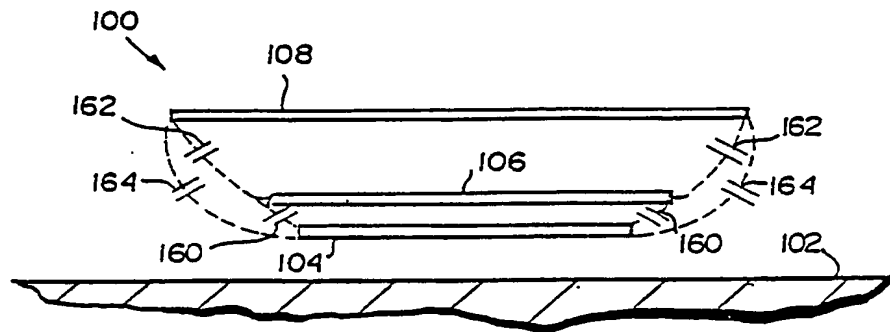
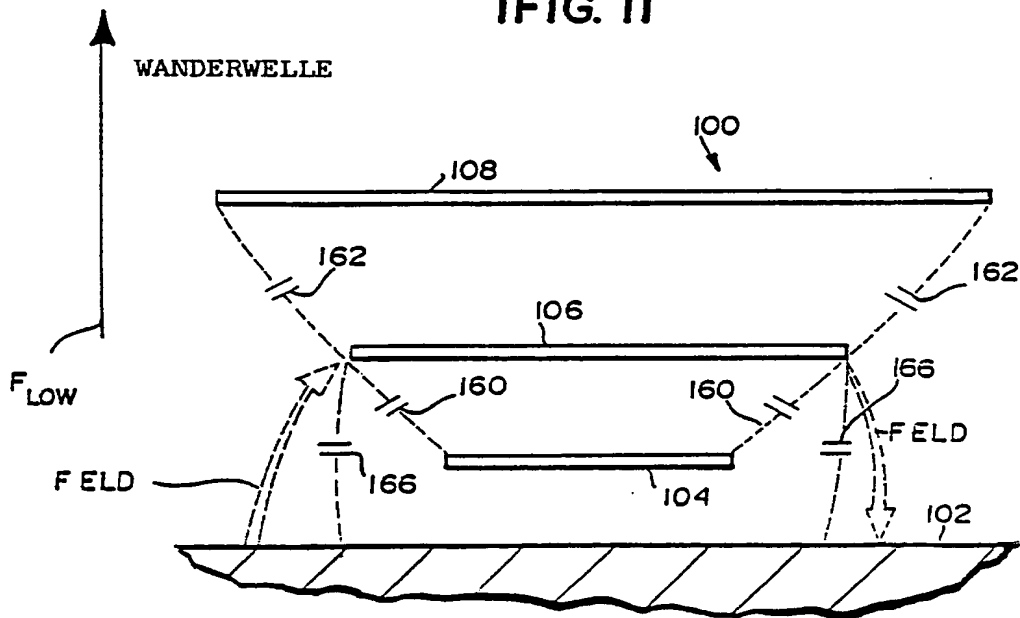
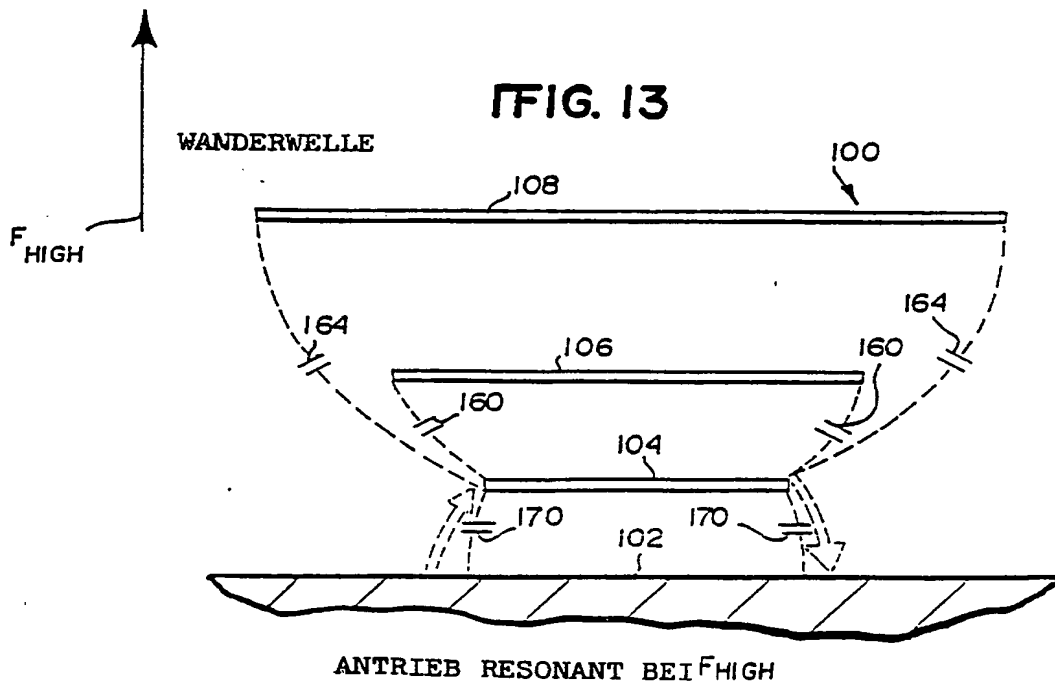
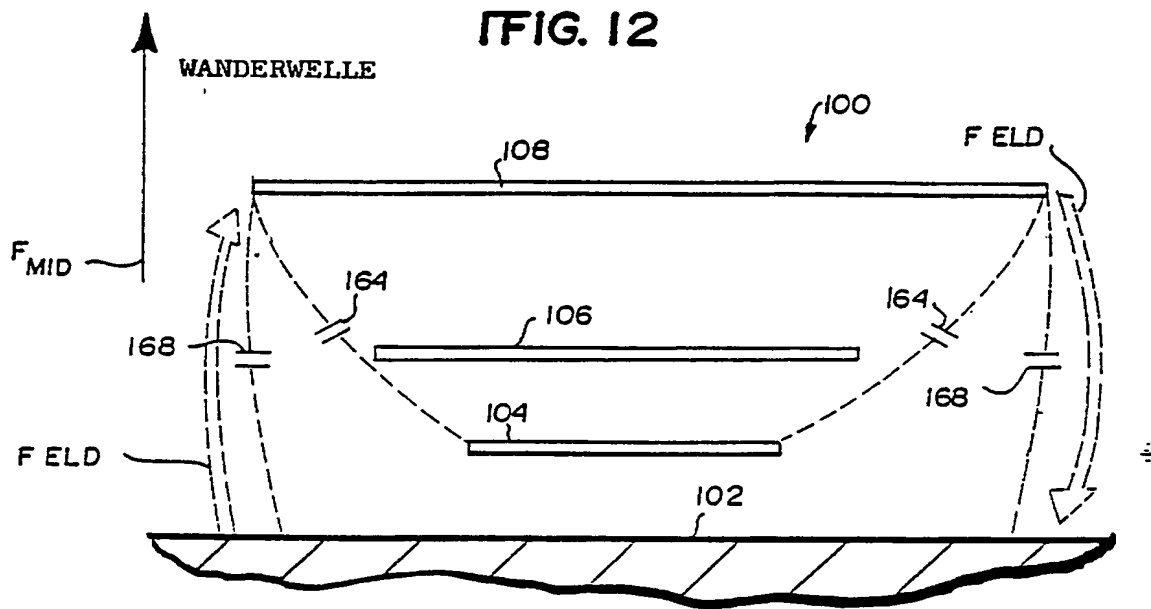


FIG. 11



576

11101287



6/6

10.12.87

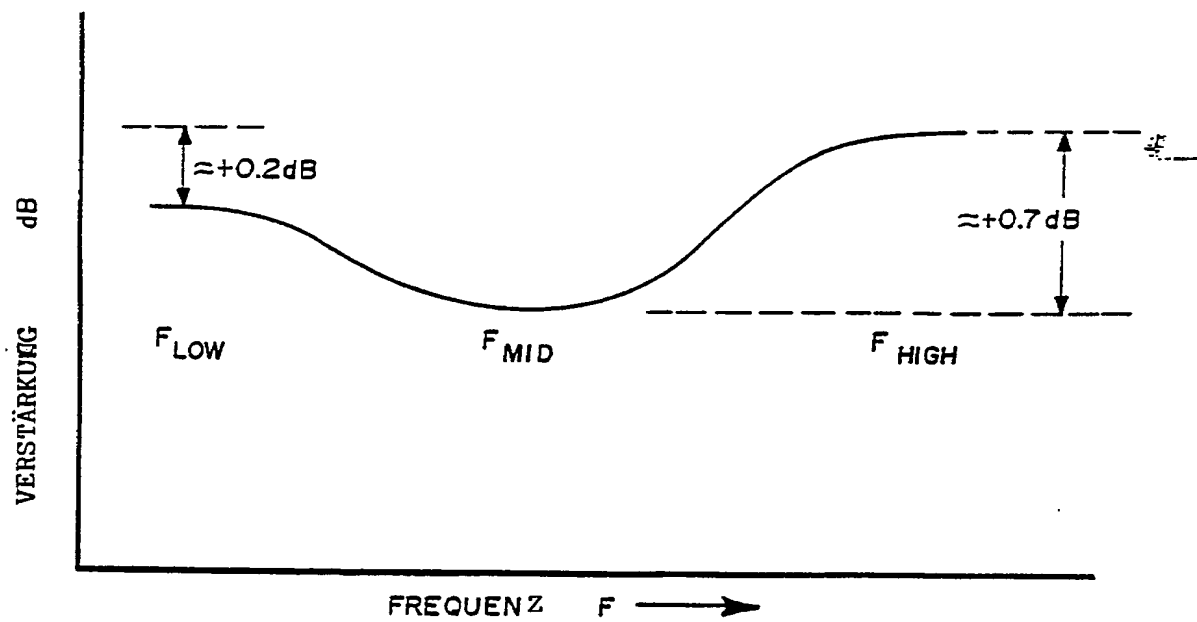


FIG. 14